

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-331017

(43)Date of publication of application : 13.12.1996

(51)Int.Cl.

H04B 3/06
H03H 21/00
H04L 27/01
H04L 27/38
H04L 27/22

(21)Application number : 07-130163

(71)Applicant : FUKUSHIMA NIPPON DENKI KK

(22)Date of filing : 29.05.1995

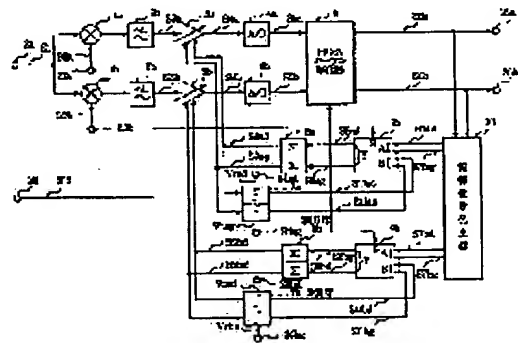
(72)Inventor : TAKAHASHI MASANORI

(54) DEMODULATOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To realize a quick convergence of a transversal equalizer in a reset state in the demodulator in which the transversal equalizer equalizes a demodulated base band signal.

CONSTITUTION: Identification devices 7a,7b compare control signals S9a,S9b outputted from integration devices 6a, 6b with reference voltages Vra, Vrb and provide identification signals S11a, S11b with a level '0' when the control signals S9a, S9b are higher and with a level '1' when the control signals S9a, S9b are smaller to selection circuits 9a,9b. Since the selection circuits 9a, 9b select the identification signals S11a, S11b upon the receipt of a reset signal S12, the control signals S9a, S9b are used for reference voltages Vra, Vrb when the demodulator is operated stably, and amplifiers 3a, 3b set demodulated base band signals S4a, S4b to a normal signal level and a DC offset. Then a transversal equalizer 5 and the demodulator are converged quickly.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 29.05.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2806825

[Date of registration] 24.07.1998

[Number of appeal against examiner's

decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-331017

(43)公開日 平成8年(1996)12月13日

(51)Int.Cl. ⁹	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 3/06			H 0 4 B 3/06	C
H 0 3 H 21/00		8842-5 J	H 0 3 H 21/00	
H 0 4 L 27/01			H 0 4 L 27/00	K
27/38				G
27/22			27/22	Z
審査請求 有 請求項の数 3 O L (全 7 頁)				

(21)出願番号 特願平7-130163

(22)出願日 平成7年(1995)5月29日

(71)出願人 390001074

福島日本電気株式会社

福島県福島市清水町字一本松1番地の1

(72)発明者 高橋 政則

福島県福島市清水町字一本松1番地の1

福島日本電気株式会社内

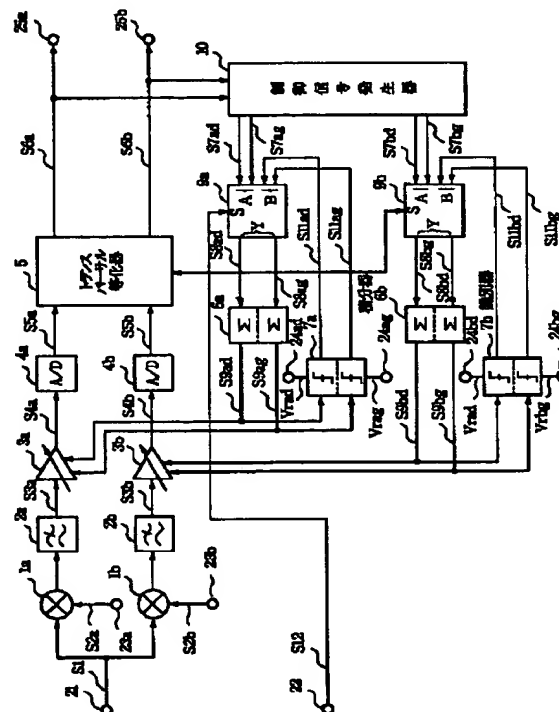
(74)代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)

(54)【発明の名称】 復調装置

(57)【要約】

【目的】復調ベースバンド信号をトランスバーサル等化器で等化する復調装置において、トランスバーサル等化器のリセット時の速かな収束を実現する。

【構成】識別器7a, 7bは、積分器6a, 6bが出力する制御信号S9a, S9bとリファレンス電圧Vra, Vrbと比較し、制御信号9a, 9bが大であれば“0”, 小であれば“1”の識別信号S11a, S11bを選択回路9a, 9bに供給する。リセット信号S12を受けるときには、選択回路9a, 9bは識別信号S11a, S11aを選択するので、制御信号S9aおよびS9bがこの復調装置が安定動作時のリファレンス電圧Vra, Vrbとなり、増幅器3a, 3bは復調ベースバンド信号S4a, S4bを正常値の信号レベルおよびDCオフセットに設定する。すると、トランスバーサル等化器5およびこの復調装置の速かな収束が可能となる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直交多値変調信号からこの同相変調成分に対応する第 1 の復調ベースバンド信号および直交変調成分に対応する第 2 の復調ベースバンド信号を復調する復調器と、第 1 および第 2 の制御信号にそれぞれ応答して前記第 1 および第 2 の復調ベースバンド信号の信号レベルおよび DC レベルオフセット調整を行う第 1 および第 2 の増幅器と、前記第 1 および第 2 の増幅器が出力する前記第 1 および第 2 の復調ベースバンド信号を第 1 および第 2 のデジタル信号にそれぞれ変換する第 1 および第 2 のアナログ・デジタル変換器と、前記第 1 および第 2 のデジタル信号の符号間干渉をそれぞれ等化して第 1 および第 2 の等化デジタル信号を生じリセット信号を受けると前記等化の動作をリセットするトランスバーサル等化器と、前記第 1 および第 2 の等化デジタル信号にそれぞれ応答して前記第 1 および第 2 の制御信号をそれぞれ生じる制御信号発生手段とを備える復調装置において、前記制御信号発生手段が、前記リセット信号を受けないときには前記第 1 および第 2 の等化デジタル信号をそれぞれ演算処理したあと積分して前記第 1 および第 2 の制御信号を生じ、前記リセット信号を受けるときには予め定めた第 1 および第 2 のリファレンス電圧にそれぞれ対応する第 1 および第 2 の識別信号を積分してそれぞれ前記第 1 および第 2 の制御信号を生じることを特徴とする復調装置。

【請求項 2】 前記制御信号発生手段が、前記第 1 および第 2 の等化デジタル信号の予め定めた基準値からのずれにそれぞれ対応する第 1 および第 2 の判定信号を生じる制御信号発生器と、前記第 1 および第 2 のリファレンス電圧と前記第 1 および第 2 の制御信号とをそれぞれ比較して前記第 1 および第 2 の識別信号をそれぞれ生じる第 1 および第 2 の識別回路と、前記リセット信号を受けないときには前記第 1 および第 2 の判定信号を選択し、前記リセット信号を受けるときには前記第 1 および第 2 の識別信号を選択して出力する選択回路と、前記選択回路の出力をそれぞれ積分して前記第 1 および第 2 の制御信号を生じる第 1 および第 2 の積分回路とを備えることを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 3】 前記制御信号発生手段が、前記第 1 および第 2 の等化デジタル信号の予め定めた基準値からのずれにそれぞれ対応する 2 値論理信号である第 1 および第 2 の判定信号を生じる制御信号発生器と、前記リセット信号を受けないときには前記第 1 および第 2 の判定信号をそれぞれ選択し前記リセット信号を受けるときには 2 値論理信号である前記第 1 および第 2 の識別信号を選択する第 1 および第 2 の選択回路と、前記第 1 および第 2 の選択回路の出力をそれぞれ積分して前記第 1 および第 2 の制御信号を生じる第 1 および第 2 の積分器と、前記第 1 および第 2 の制御信号と予め定めた第 1 および第 2 のリファレンス電圧とをそれぞれ比較してこれら制御信

号とリファレンス電圧との差を縮小させる極性の 2 値論理信号である前記第 1 および第 2 の識別信号をそれぞれ生じる第 1 および第 2 の識別器とを備えることを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はデジタル無線方式における直交多値変調信号の復調装置に関し、特に復調器の後段にトランスバーサル等化器を接続する復調装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、LSI の高速化、低価格化が進展するに伴って、図 2 のブロック図に示す如き、全デジタル化されたベースバンド帯のトランスバーサル等化器 5 を用いる復調装置が実現されてきている。

【0003】 この復調装置はデジタルマイクロ波無線方式の受信装置に内蔵される装置であり、 2^N (N は整数) 値の直交多値変調信号 S 1 が信号入力端子 2 1 に供給される。この直交多値変調信号は無線区間を通して上記受信装置に入力されたマイクロ波信号を中間周波数 (IF) 帯信号に周波数変換した信号である。直交多値変調信号 S 1 は 2 分岐され、その一方は掛算器 1 a で局発入力端子 2 3 a に入力された再生搬送波 S 2 a と掛け合わされ、もう一方は掛算器 1 b で局発入力端子 2 3 b に入力された再生搬送波 S 2 a と掛け合わされる。なお、再生搬送波 2 3 a と 2 3 b とは、互いに 90° の位相差を持ち、この復調装置の等化デジタル信号 S 6 0 a および S 6 0 b を用いる公知の再生搬送波再生回路で生成される。掛算器 2 a および 2 b の出力は低域通過ろ波器 2 a および 2 b により所定の帯域制限を受けてそれぞれ復調ベースバンド信号 S 3 a および S 3 b となる。上述した諸回路は直交多値変調信号の復調器をなし、復調ベースバンド信号 3 a は同相 (I 相) 変調成分の復調信号、復調ベースバンド信号 S 3 b は直交相 (Q 相) 変調成分の復調信号である。これら復調ベースバンド信号 S 3 a および S 3 b は、直交多値変調信号 S 1 の信号レベルに対応した複数レベルを有する。

【0004】 復調ベースバンド信号 3 a および 3 b は、増幅器 3 a および 3 b によって増幅される。ここで、増幅器 3 a および 3 b は制御信号 S 9 0 a (S 9 0 a g, S 9 0 a d) および S 9 0 b (S 9 0 b g, S 9 0 b d) によってそれぞれ利得および DC レベルのオフセット (以下、DC オフセット) 調整を受ける一種の AGC 増幅器である。制御信号 S 9 0 の第 2 サフィックス g が利得制御用、d が DC オフセット用を示している。増幅器 3 a および 3 b からそれぞれ出力される復調ベースバンド信号 S 4 0 a および 4 0 b は、アナログ・デジタル変換器 (A/D) 4 a および 4 b によりそれぞれ標本・量子化され、デジタル信号 S 5 0 a および S 5 0 b とされる。

【0005】デジタル信号S50aおよびS50bは全デジタル処理形のトランスバーサルフィルタ等化器5に供給される。トランスバーサル等化器5は、上記無線区間のフェージング等により生じる、デジタル信号S50aおよびS50bの符号間干渉をそれぞれ除去して等化デジタル信号S60aおよびS60bを生じる。これら等化デジタル信号S60aおよびS60bは、端子25a、25bにそれぞれ出力され、フレーム同期処理および符号判定処理が行われる。等化デジタル信号S60aおよびS60bは、分岐されて制御信号発生器10にも供給される。なお、トランスバーサル等化器5は、トランスバーサルフィルタの各タップ係数を制御することによって入力されるデジタル信号S50aおよびS50bの符号間干渉を等化する回路であり、例えば“ディジタルマイクロ波通信、P. 240~242、桑原守二監修、企画センター発行”に述べられている。

【0006】図3の制御信号発生器10の動作例を示す図を参照して制御信号発生器10の動作を説明する。この動作例は直交多値変調信号S1が、N=2、つまり復調ベースバンド信号S4aおよびS4bが2値の場合を示している。制御信号発生器10に供給される等化デジタル信号S60aおよびS60aは、復調ベースバンド信号S4aおよびS4bの信号レベルが“1”の場合にはMSBが“1”であり、信号レベルが“0”の場合にはMSBが“0”である。そして、等化デジタル信号S60aおよびS60aの第2ビット（復調ベースバンド信号S40aおよびS40bの信号レベルがN値である場合は第Nビット）およびMSBビットが、復調ベースバンド信号S40a（および等化デジタル信号60a）および復調ベースバンド信号S40b（および等化デジタル信号60b）の信号レベルおよびDCオフセットが適切であるかどうかの判定ビットとされる。

【0007】まず、等化デジタル信号S60aおよび60bのレベル制御（増幅器3aおよび3bの利得制御）について説明すると、等化デジタル信号S60aおよび60bの適切なレベル範囲（アイ開口部）は、高レベルが“1, 1”と“1, 0”の間であり、低レベルが“0, 0”と“0, 1”の間である。そこで、制御信号発生器10は、等化デジタル信号S60aおよび60bが“1, 0”または“0, 1”であれば等化デジタル信号S60aおよび60bの信号レベルが低いと判定し、増幅器3aおよび3bの利得を増加させるために“1”の判定信号S70agおよびS70bgを出力する。また、等化デジタル信号S60aおよび60bが“1, 1”または“0, 0”であれば、制御信号発生器10は、等化デジタル信号S60aおよび60bの信号レベルが高いと判定し、増幅器3aおよび3bの利得を低下させるために“0”の判定信号S70agおよびS70bgを出力する。

【0008】判定信号S70aおよびS70bは、積分

器6aおよび6bでそれぞれ積分されて、上述の制御信号S90agおよびS90bgとなる。積分された結果の制御信号S90agおよびS90bgの値が大きければ増幅器3aおよび3bは利得が増大するように制御され、逆に制御信号S90agおよびS90bgの値が小さければ増幅器3aおよび3bは利得が低下するように制御されて、復調ベースバンド信号S40aおよび40bは最適な信号レベルとなる。

【0009】次に、等化デジタル信号S60aおよび60bのDCオフセット制御（増幅器3aおよび3bのDCオフセット制御）について説明すると、等化デジタル信号S60aおよび60bの適正なDCオフセットは、これら信号の中間点である“1, 0”と“0, 1”の間である。そこで、制御信号発生器10は、等化デジタル信号S60aおよび60bが“1, 1”または“1, 0”であれば等化デジタル信号S60aおよび60bのDCオフセットが正側にずれていると判定し、増幅器3aおよび3bのDCオフセットを負側に移動させるために“1”の判定信号S70adおよびS70bdを出力する。また、等化デジタル信号S60aおよび60bが“0, 1”または“0, 0”であれば、制御信号発生器10は、等化デジタル信号S60aおよび60bの信号レベルが負側にずれていると判定し、増幅器3aおよび3bのDCオフセットを正側に移動させるために“0”の判定信号S70adおよびS70bdを出力する。

【0010】判定信号S70adおよびS70bdは、積分器6aおよび6bでそれぞれ積分されて、上述の制御信号S90adおよびS90bdとなる。積分された結果の制御信号S90adおよびS90bdの値が大きければ増幅器3aおよび3bはDCオフセットが負側に移動するように制御され、逆に制御信号S90adおよびS90bdの値が小さければ増幅器3aおよび3bはDCオフセットが正側に移動するように制御されて、復調ベースバンド信号S40aおよび40bは最適なDCオフセットに配置される。

【0011】上述の復調器の後段にトランスバーサル等化器5を接続する復調装置では、フェージング等によりデジタル信号S50aおよびS50bの符号間干渉が増加することにより、等化器5が十分に機能しないで等化デジタル信号S60aおよびS60bに多量の誤りが発生すると、信号S60aおよびS60bを基に生成される制御信号S90aおよびS90bも増幅器3aおよび3bの利得およびDCオフセットを適切に制御せず、この復調装置の復調動作が発散してしまうときがある。

【0012】発散した復調装置においては、トランスバーサル等化器5の各タップも最適な制御を行えず発散している。この発散したトランスバーサル等化器5を通過して符号誤りが重畳された等化デジタル信号S60aおよびS60bを基に制御信号S90aおよびS90bが作られるため、復調装置は制御が誤り収束は困難とな

る。よって復調装置が発散している場合にはトランスバーサル等化器5をリセットする必要があるが、一方、リセットしたままではデジタル信号S50aおよびS50bの符号間干渉を等化しないため、フェージングが浅くなるまで復調装置は収束しない。

【0013】上述の問題を解消するものとして特公平1-29324号公報（発明の名称：自動等化器のリセット装置）に開示された技術がある。このトランスバーサル形の自動等化器においては、自動等化器（図2ではトランスバーサル等化器5）が発散している時には間欠パルスで（図2ではリセット信号端子22から供給されるリセット信号S12）この自動等化器を断続制御し、タップ係数が収束したときに、復調装置を収束させることで、フェージングが深い状態での収束を可能にしている。なお、上記自動等化器の発散は出力信号（図2では等化デジタル信号S60aおよび60b）のフレーム非同期あるいは誤り率の増大をを公知の技術で検出することで検出でき、このフレーム非同期検出あるいは誤り率増大検出をトリガとして上記間欠パルス（リセット信号S12）が作成される。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】上述の特公平1-29324号公報の技術を適用する従来の復調装置は、この復調装置発散時にトランスバーサル等化器5をリセットする時間が、トランスバーサル等化器5の各タップをリセットし、入力されたデジタル信号S50aおよびS50bが等化なしに出力されるのに必要な時間より非常に長く設定される必要があった。これは、復調装置が収束せず、トランスバーサル等化器5が動作からリセットに切り替わる時には、トランスバーサル等化器5の各タップも収束せず発散状態にあるため、等化デジタル信号S60aおよびS60bには多くの誤りが発生しており、これを基に作られる制御信号S90aおよびS90bも乱調となっているため、増幅器3aおよび3bの利得、DCオフセットの誤った制御が行われ、復調ベースバンド信号S40aおよびS40bの信号レベルおよびDCオフセットが正常値に対して偏りをもってしまうからである。

【0015】トランスバーサル等化器5をリセットにする時間は、制御信号S90aおよびS90bの正常値からの偏りを戻すのに必要な時間である。但し、トランスバーサル等化器5をリセットにしている間もフェージングによる符号間干渉により、等化デジタル信号S60a、S60bおよび制御信号S90a、S90bに誤りが発生しているため、制御信号S90aおよびS90bの偏りは最短時間で戻っている訳ではない。即ち、従来の復調装置のリセット時間がトランスバーサル等化器5をリセットする時間より非常に長く必要だったのは、制御信号S90aおよびS90bが誤差成分を含み、正常値に戻るのに長い時間がかかるためであった。

【0016】よって、本発明の目的は、トランスバーサル等化器のリセット時において、従来例と同様にトランスバーサル等化器を断続的にリセットさせることに加え、上記制御信号もリセットしてこの制御信号の偏りを速かに正常値に戻すことで、トランスバーサル等化器のリセット時間を短縮し、復調装置の再収束に要する時間を短縮することを目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】本発明による復調装置は、直交多値変調信号からこの同相変調成分に対応する第1の復調ベースバンド信号および直交変調成分に対応する第2の復調ベースバンド信号を復調する復調器と、第1および第2の制御信号にそれぞれ応答して前記第1および第2の復調ベースバンド信号の信号レベルおよびDCレベルオフセット調整を行う第1および第2の増幅器と、前記第1および第2の増幅器が出力する前記第1および第2の復調ベースバンド信号を第1および第2のデジタル信号にそれぞれ変換する第1および第2のアナログ・デジタル変換器と、前記第1および第2のデジタル信号の符号間干渉をそれぞれ等化して第1および第2の等化デジタル信号を生じリセット信号を受けると前記等化の動作をリセットするトランスバーサル等化器と、前記第1および第2の等化デジタル信号に応答して前記第1および第2の制御信号をそれぞれ生じる制御信号発生手段とを備える復調装置において、前記制御信号発生手段が、前記リセット信号を受けないときには前記第1および第2の等化デジタル信号をそれぞれ演算処理したあと積分して前記第1および第2の制御信号を生じ、前記リセット信号を受けるときには予め定めた第1および第2のリファレンス電圧にそれぞれ対応する第1および第2の識別信号を積分してそれぞれ前記第1および第2の制御信号を生じる。

【0018】前記復調装置の一つは、前記制御信号発生手段が、前記第1および第2の等化デジタル信号の予め定めた基準値からのずれにそれぞれ対応する第1および第2の判定信号を生じる制御信号発生器と、前記第1および第2のリファレンス電圧と前記第1および第2の制御信号とをそれぞれ比較して前記第1および第2の識別信号をそれぞれ生じる第1および第2の識別回路と、前記リセット信号を受けないときには前記第1および第2の判定信号を選択し、前記リセット信号を受けるときには前記第1および第2の識別信号を選択して出力する選択回路と、前記選択回路の出力をそれぞれ積分して前記第1および第2の制御信号を生じる第1および第2の積分回路とを備える構成をとることができる。

【0019】前記復調装置の別の一つは、前記制御信号発生手段が、前記第1および第2の等化デジタル信号の予め定めた基準値からのずれにそれぞれ対応する2値論理信号である第1および第2の判定信号を生じる制御信号発生器と、前記リセット信号を受けないときには前記

第1および第2の判定信号をそれぞれ選択し前記リセット信号を受けるときには2値論理信号である前記第1および第2の識別信号を選択する第1および第2の選択回路と、前記第1および第2の選択回路の出力をそれぞれ積分して前記第1および第2の制御信号を生じる第1および第2の積分器と、前記第1および第2の制御信号と予め定めた第1および第2のリファレンス電圧とをそれぞれ比較してこれら制御信号とリファレンス電圧との差を縮小させる極性の2値論理信号である前記第1および第2の識別信号をそれぞれ生じる第1および第2の識別器とを備える構成をとることができる。

【0020】

【実施例】次に本発明について図面を参照して説明する。

【0021】図1は本発明の一実施例のブロック図である。

【0022】この復調装置は、図2の復調装置に加え、選択回路9aおよび9bと、識別器7aおよび7bとを備える。図2を参照して説明した構成要素は、図2の復調装置における同じ動作をするので、動作説明等はこの実施例の説明に必要な程度に留める。なお、同じ構成要素で処理されても、取り扱う信号の内容がいくらか異なることがあるが、この場合には信号の符号を変えて説明する。

【0023】図1において、増幅器3aおよび3bは、制御信号S9a (S9ag, S9ad) およびS9b

(S9bg, S9bd) にそれぞれ制御されて多値信号レベルの復調ベースバンド信号S3aおよびS3bの信号レベルおよびDCオフセット調整を行い、復調ベースバンド信号S4aおよびS4bを出力する。復調ベースバンド信号S4aおよびS4bは、アナログ・デジタル変換器(A/D)によりデジタル信号S5aおよびS5bに変換されたあと、トランスバーサル等化器5により符号間干渉を等化されて等化デジタル信号S6aおよびS6bとなる。制御信号発生器10は、等化デジタル信号S6aおよびS6bから、図2および図3を参照して説明した判定信号S70aおよびS70bと同様の、判定信号S7a (S7ag, S7ad) およびS7b (S7bg, S7bd) を生じる。

【0024】判定信号7aは選択回路9aの入力端Aに供給され、判定信号7bは選択回路9bの入力端Aに供給される。選択回路9aおよび9bの各々は、入力端Aおよび入力端Bとリセット信号S12を受けるリセット端子Sとを有し、リセット信号S12を受けないときには入力端子Aに供給される判定信号7aおよび7bをそれぞれ選択し、リセット信号S12を受けるときには入力端子Bに供給される識別信号S11a (S11ag, S11ad) およびS11b (S11bg, S11bd) をそれぞれ選択して、選択された信号を出力端子Yに積分用信号S8a (S8ag, S8ad) およびS8b

(S8bg, S8bd) として出力する。積分用信号S8aおよびS8bは、積分器6aおよび6bによりそれぞれ積分されて、制御信号S9aおよびS9bを生じる。

【0025】リセット信号S12を受けないときには、選択回路9aおよび9bは、制御信号発生器10が出力する判定信号S7aおよびS7b、つまり図2の復調装置における判定信号S70aおよびS70bを選択し、積分器6aおよび6aに inputsする積分用信号S8aおよびS8aとする。リセット信号S12を受けないときの制御信号S9aおよびS9bはそれぞれ図2における制御信号S90aおよびS90bと同じであり、このときの実施例の復調装置は従来技術による復調装置と同じ動作をする。

【0026】さて、制御信号S9aおよびS9bは、識別器7aおよび7bにもそれぞれ供給されている。識別器7aは予め定めたリファレンス電圧VragおよびVradをリファレンス電圧端子24agおよび24adからそれぞれ供給され、識別器7bは予め定めたリファレンス電圧VrbgおよびVrbdをリファレンス電圧端子24bgおよび24bdからそれぞれ供給される。ここで、リファレンス電圧VragおよびVrbgは、この復調装置が標準信号レベルの直交多値変調信号S1を受けて安定的に動作している時の制御信号S9agおよびS9bgの電圧(利得制御電圧)にそれぞれ設定する。また、リファレンス電圧VradおよびVrbdは、この復調装置が標準信号レベルの直交多値変調信号S1を受けて安定的に動作している時の制御信号S9adおよびS9bdの電圧(DCオフセット制御電圧)にそれぞれ設定する。

【0027】識別器7aおよび7bは、制御信号9aおよび9bとリファレンス電圧VraおよびVraの電圧の大小をそれぞれ比較し、制御信号9aおよび9bが大であれば“0”，小であれば“1”の2値のデジタル値である識別信号S11a (S11agおよびS11ad) および識別信号S11b (S11bgおよびS11bd) をそれぞれ出力する。

【0028】いま、リセット信号S12がトランスバーサル等化器5とともに選択回路9aおよび9bに供給されると、選択回路9aおよび9bは識別信号S11aおよびS11bをそれぞれ選択して積分用信号S8aおよびS8bとして出力する。識別信号S11aおよびS11bはリファレンス電圧Vra (VragおよびVrad) およびVrb (VrbgおよびVrbd) との差を縮める方向の極性であるので、制御信号S9aおよびS9bはリファレンス電圧VraおよびVrbにそれぞれ一致するように制御される。なお、リファレンス電圧VraおよびVrbを増幅器3aおよび3bに直接的でなく積分器6aおよび6bを通して供給するのは、リセット信号S12の供給開始および停止時において、判定信

号 $S7a$, $S7b$ とリファレンス電圧 Vra , Vrb に対応する識別信号 $S11a$, $S11b$ との切替によっても、制御信号 $S9a$ および $S9b$ に急激な変化を生じさせることなく、この復調装置を常に安定動作させるためである。

【0029】 上述のとおり、本実施例の復調装置は、リセット信号 $S12$ を受けると、増幅器 $9a$ および $9b$ の利得と DC オフセットとを制御する制御信号 $S9a$ および $9b$ を予め設定しておいたリファレンス電圧 Vra および Vrb へと速かにセットできることがわかる。この結果、この復調装置は、リセット信号 $S12$ の発動時に、制御信号 $S9a$ および $S9b$ の偏りを速かに正常値に戻すことで、トランスバーサル等化器 5 のリセット発動時間を短縮することができ、トランスバーサル等化器 5 の速かな収束を実現できるという効果がある。

【0030】

【発明の効果】 以上説明したように本発明の復調装置は、デジタル信号化された復調ベースバンド信号の符号間干渉を等化するトランスバーサル等化器が発散してこの等化器がリセット信号を受けた際に、増幅器が出力する上記復調ベースバンド信号の信号レベルおよび DC オフセット調整の制御を行う制御信号をリファレンス電圧に設定するので、上記トランスバーサル等化器のリセッ

ト発動時間を短縮することが可能となり、上記トランスバーサル等化器およびこの復調装置の速かな収束を実現できるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明による一実施例のブロック図である。

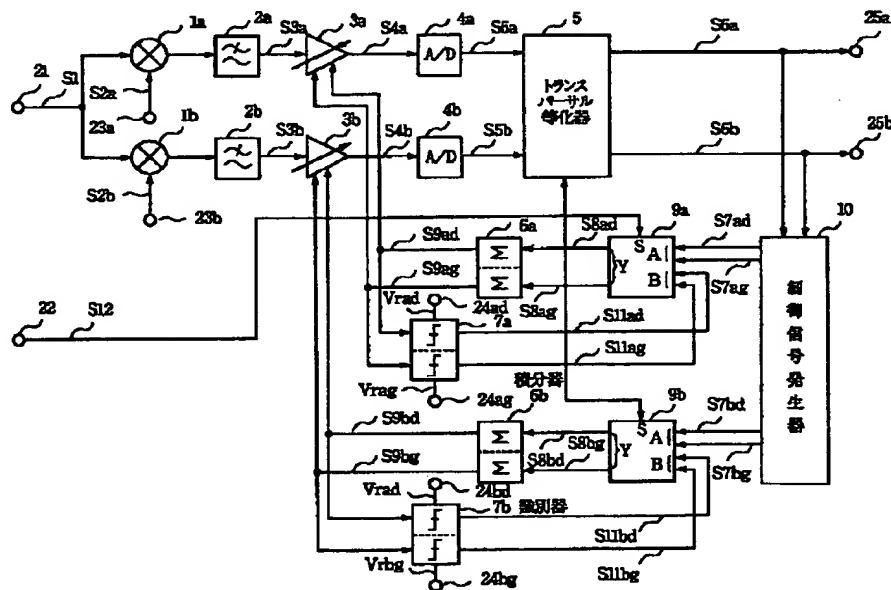
【図 2】 従来技術による復調装置のブロック図である。

【図 3】 復調装置に用いた制御信号発生器 10 の動作例を示す図である。

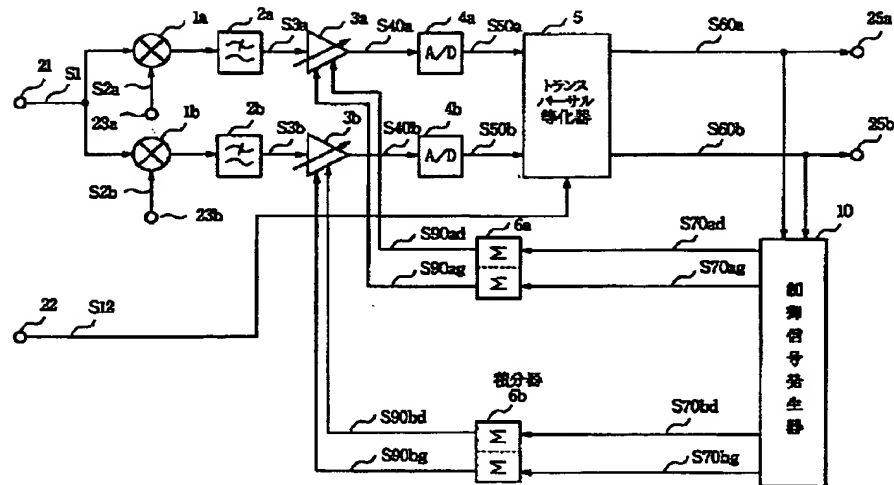
【符号の説明】

- | | |
|------------|--------------------|
| 1 a, 1 b | 掛算器 |
| 2 a, 2 b | 低域通過ろ波器 |
| 3 a, 3 b | 増幅器 |
| 4 a, 4 b | アナログ・デジタル変換器 (A/D) |
| 5 | トランスバーサル等化器 |
| 6 a, 6 b | 積分器 |
| 7 a, 7 b | 識別器 |
| 9 a, 9 b | 選択回路 |
| 10 | 制御信号発生器 |
| 21 | 信号入力端子 |
| 22 | リセット信号入力端子 |
| 23 a, 23 b | 局発入力端子 |
| 24 a, 24 b | リファレンス電圧端子 |

【図 1】



【図2】



【図3】

信号 S6 (S60)		信号 S7 (S70)	
MSB	第2bit	(a)	(d)
1	1	0	1
1	0	1	0
0	1	1	1
0	0	0	0

アイの開口部

適正DC
オフセット